

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2003 年 10 月 30 日 (30.10.2003)

PCT

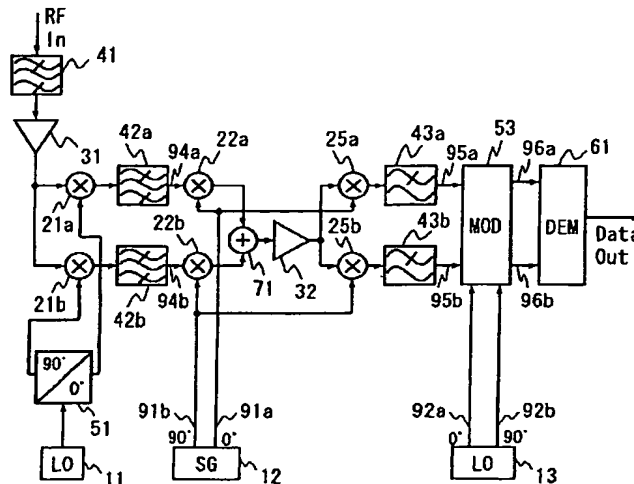
(10) 国際公開番号
WO 03/090368 A1

- (51) 国際特許分類⁷: H04B 1/26, (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 財団法人名古屋産業科学研究所 (NAGOYA INDUSTRIAL SCIENCE RESEARCH INSTITUTE) [JP/JP]; 〒460-0008 愛知県 名古屋市 中区栄二丁目 10-19 名古屋商工会議所ビル Aichi (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP03/05020
- (22) 国際出願日: 2003 年 4 月 18 日 (18.04.2003) (72) 発明者; および
- (25) 国際出願の言語: 日本語 (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 米谷 昭彦 (YONEYA, Akihiko) [JP/JP]; 〒471-0064 愛知県 豊田市 梅坪町二丁目 7 番地 1 カサヴェルデ 301 Aichi (JP).
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ: 特願2002-119483 2002 年 4 月 22 日 (22.04.2002) JP (74) 代理人: 渡邊 功二 (WATANABE, Kohji); 〒491-0851 愛知県 一宮市 大江三丁目 12 番 9 号 日宝大江ビル 5 階 Aichi (JP).

[続葉有]

(54) Title: IMAGE SIGNAL CANCEL TYPE HETERODYNE RECEPTION METHOD AND DIRECT CONVERSION ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX RECEPTION METHOD

(54) 発明の名称: イメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式およびダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式



(57) Abstract: An image signal cancel type heterodyne reception method modulates an intermediate frequency signal of the I phase and Q phase with two orthogonal signals, superimposes the two signals, amplifies them in one amplifier, and after this, modulates them with two modulated orthogonal signals, thereby amplifying the I phase signal and Q phase signal in one amplifier. Accordingly, there is no gain shift between the two phases and it is possible to obtain a high image removal ratio. Moreover, a direct conversion orthogonal frequency division multiplex reception method amplifies two base band signals by one amplifier, so as to eliminate a gain difference in the base band amplification between the two phases, thereby realizing a high non-interference performance between sub-carriers.

(57) 要約: イメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式は、I相およびQ相の中間周波数信号に対して直交する二つの信号で変調した後、二つの信号を重ね合わせてから一つの増幅器で増幅し、その後で変調をかけた直交する二つの

[続葉有]



(81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:
— 国際調査報告書

(84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ特許

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

信号で変調することにより、一つの増幅器でI相およびQ相の信号を増幅できる。そのため、両相に対するゲインのずれが無く、高いイメージ除去比を得ることができる。また、ダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式は、2相のベースバンド信号を一つの増幅器によりそれぞれ増幅することにより、2相の間のベースバンド増幅における利得の差をなくすことができ、サブキャリア同士の高い非干渉性能を実現することができる。

明 細 書

イメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式およびダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式

技術分野

本発明は、イメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式およびダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式に関するものである。

背景技術

従来のイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式は、第16図に示すようになっている。すなわち、アンテナなどにより受信した高周波信号が、バンドパスフィルタ41により必要な周波数帯域の信号が取り出された後、高周波増幅器31により増幅され、ミキサ21a, 21bに供給される。第1局部発振器11においては、受信した高周波信号を中間周波信号に変換するための信号を発振し、その信号は移相器51により位相が互いに90度ずれた2相の信号に変換され、ミキサ21a, 21bに供給される。ミキサ21a, 21bにおいては、増幅された高周波信号と、移相器51から出力される2相の信号の混合が行なわれ、それらの信号の周波数の差を周波数とする信号が2相の信号として取り出される。ミキサ21a, 21bの出力信号は、バンドパスフィルタ42a, 42bに入力され、受信したい信号およびそのイメージ信号のみが通過し、中間周波増幅器入力信号94a, 94bが出力される。

中間周波増幅器入力信号94a, 94bは、中間周波増幅器である増幅器32a, 32bによってそれぞれ増幅されて、中間周波増幅器出力

信号 9 5 a, 9 5 b が生成される。中間周波増幅器出力信号 9 5 a, 9 5 b は、変調器 5 3 において、第 2 局部発振器 1 3 の出力である 2 相の局部発振器出力信号 9 2 a, 9 2 b により変調され、イメージ信号は除去され、所望の受信信号に対するベースバンド信号 9 6 a, 9 6 b が得られる。ベースバンド信号 9 6 a, 9 6 b は復調器 6 1 に入力され、デジタル信号が復調される。

イメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式は低 I F 方式とも呼ばれ、ヘテロダイン方式の利点を持ちながら中間周波フィルタであるバンドパスフィルタ 4 2 a, 4 2 b の実現が特に小型化の観点から容易であるといった利点を持っている。イメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式においては、2 相の中間周波信号である中間周波増幅器入力信号 9 4 a, 9 4 b をそれぞれ増幅する必要があるが、今までは、それらを別々の増幅器 3 2 a, 3 2 b により増幅していた。

しかし、従来のイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式では、中間周波増幅器である増幅器 3 2 a, 3 2 b において可変利得増幅器を使用する必要があるが、2 相の中間周波信号を別々の増幅器 3 2 a, 3 2 b で増幅するので、二つの可変利得増幅器である増幅器 3 2 a, 3 2 b の利得を精度良く一致させることが困難であった。このことが原因して、従来のイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式は、高いイメージ信号除去比を実現することが困難であった。

また、従来のダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式は、第 1 7 図に示すようになっている。すなわち、アンテナなどにより受信した高周波信号は、バンドパスフィルタ 4 1 により必要な周波数帯域の信号が取り出された後、高周波増幅器 3 1 により増幅され、ミキサ 2 1 a, 2 1 b に供給される。第 1 局部発振器 1 1 においては、受信した高周波信号をベースバンド信号に変換するための信号を発振し、その

信号は移相器 5 1 により位相が互いに 90 度ずれた 2 相の信号に変換され、ミキサ 2 1 a, 2 1 b に供給される。ミキサ 2 1 a, 2 1 b においては、増幅された高周波信号と、移相器 5 1 から出力される 2 相の信号の混合が行なわれ、ベースバンド信号が 2 相の信号として取り出される。ミキサ 2 1 a, 2 1 b の出力信号は、バンドパスフィルタ 4 2 a, 4 2 b に入力され、受信したい帯域の信号のみが通過し、ベースバンド信号 9 8 a, 9 8 b が出力される。

ベースバンド信号 9 8 a, 9 8 b は、それぞれ増幅器 3 2 a, 3 2 b によって増幅されることによって 2 相のベースバンド出力信号 9 0 a, 9 0 b が生成される。ベースバンド出力信号 9 0 a, 9 0 b は、高速フーリエ変換演算器（以下、FFT 演算器と記す）6 2 においてサンプリングおよび FFT 演算がなされる。FFT 演算器 6 2 の出力信号は復調器 6 4 に送られ、判定されたシンボルが出力データとして出力される。

ダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式は、受信装置の小型化が容易であるといった利点を持っている。ダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式においては、2 相のベースバンド信号をそれぞれ増幅する必要があるが、従来は、それらが別々の増幅器 3 2 a, 3 2 b により増幅されていた。

ダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式では、ベースバンド増幅器である増幅器 3 2 a, 3 2 b において可変利得増幅器を使用する必要があるが、2 相のベースバンド信号を別々の増幅器 3 2 a, 3 2 b で増幅するので、二つの可変利得増幅器である増幅器 3 2 a, 3 2 b の利得を精度良く一致させることがあまり容易ではなかった。直交周波数分割多重（以下、OFDM と記す）により変調された信号を受信する際、これらの利得の不一致はサブキャリア同士の干渉を招いてしまうので、これらの利得をある程度揃えることが必要であり、大変であっ

た。また、これらの利得の不一致誤差がサブキャリア同士の非干渉化性能を悪化させていた。

この現象を説明する。第17図は、従来のダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式の構成を示している。OFDMにより変調された高周波信号は、ミキサ21a, 21bによりベースバンド信号98a, 98bに変換される。今、 $f_c + f_1$ の周波数のサブキャリアに対して変調してある信号の値を s_a 、 $f_c - f_1$ の周波数のサブキャリアに対して変調してある信号の値を s_b とする。ただし、 s_a および s_b は複素数である。そして、ベースバンド信号98a, 98bに含まれる周波数 f_1 成分は、適当な複素数 p_a , p_b を用いて、それぞれ下記数1となる。

[数1]

$$\begin{aligned} & \text{Re}\{p_a * s_a + p_b * s_b\} + j * \text{Im}\{p_a * s_a - p_b * s_b\} \\ & \text{Re}\{p_a * s_a - p_b * s_b\} - j * \text{Im}\{p_a * s_a + p_b * s_b\} \end{aligned}$$

なお、上記数1において、 j は純虚数を表すものとし、 $*$ は掛け算を表すもので、以下においても同様である。また、 Re , Im はそれぞれ $\{\}$ 内の実部、虚部を表すものとし、以下においても同様である。

高周波信号の受信時においてフェージングが発生すると、複素数 p_a , p_b の値は変化する。場合によっては、片方の値が極端に小さくなったりする。増幅器32a, 32bのゲインをそれぞれ g_a , g_b (ともに実数)とすると、FFT演算器62によって算出される $f_c + f_1$ および $f_c - f_1$ の成分は、それぞれ下記数2となる。

[数2]

$$\begin{aligned} & (g_a + g_b) * p_a * s_a + (g_a - g_b) * p_b * s_b, \\ & (g_a - g_b) * p_a * s_a + (g_a + g_b) * p_b * s_b \end{aligned}$$

したがって g_a と g_b の値を精度よく揃えることができれば、 $f_c +$

f_1 の周波数のサブキャリアに対して変調してある信号と $f_c - f_1$ の周波数のサブキャリアに対して変調してある信号を干渉なく再生することができる。しかし、 g_a の値と g_b の値にずれが存在する場合、干渉が発生し、互いの信号を精度よく分離することができなくなる。

本発明は、高いイメージ信号除去比を簡易な構成で安価に実現することができるイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式を提供することを目的としている。また、本発明は、サブキャリア同士の非干渉化を容易に実現することができるダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式を提供することを他の目的としている。

発明の開示

本発明の第 1 の特徴は、アンテナなどにより受信され増幅された高周波信号に対して、局部発振された位相の異なる 2 相の第 1 局部発振器出力信号を混合して 2 相の中間周波数信号を形成し、2 相の中間周波信号に対して二つの互いに直交する変調用直交信号により変調を掛けた信号を足し合わせて一つの合成信号を作成し、合成信号に対して増幅を行なって中間周波増幅器出力信号を生成し、変調用直交信号によりそれぞれ中間周波増幅器出力信号を変調すると共に局部発振された位相の異なる 2 相の第 2 局部発振器出力信号を混合することによりイメージ信号が除去された所望のベースバンド信号を形成し、ベースバンド信号を復調することにある。

なお、互いにイメージ信号となる二つの周波数帯の信号を同時に受信するようにすることもできる。

また、本発明の第 2 の特徴は、アンテナなどにより受信され増幅された高周波信号に対して、局部発振された位相の異なる 2 相の第 1 局部発振器出力信号を混合して 2 相の中間周波数信号を形成し、2 相の中間周

波信号に対して二つの互いに直交する変調用直交信号により変調を掛けた信号を足し合わせて一つの合成信号を作成し、合成信号に対して増幅を行ない中間周波増幅器出力信号を生成し、位相の異なる2相の第2局部発振器出力信号に対して変調用直交信号により変調を掛けた信号によってそれぞれ中間周波増幅器出力信号を変調することにより、イメージ信号が除去された所望のベースバンド信号を形成し、ベースバンド信号を復調することにある。

なお、互いにイメージ信号となる二つの周波数帯の信号を同時に受信するようにすることもできる。

また、本発明において、二つの互いに直交する変調用直交信号として互いに位相が90度ずれている矩形波または正弦波を用いることができる。

さらに、本発明において、二つの互いに直交する変調用直交信号として、それぞれ $\{1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1\}$ および $\{1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1\}$ を系列とする2値信号を用いることもできる。

第1, 第2の特徴においては、2相の中間周波信号を一つの増幅器によりそれぞれ増幅することにより、2相の間の中間周波増幅における利得の差をなくすことができ、イメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式において高いイメージ信号除去比を実現することができる。二つの入力信号を一つの増幅器でそれぞれ増幅する手段としては、互いに直交する二つの信号により二つの入力信号に対して変調を掛け、その出力同士を足し合わせた信号を一つの増幅器で増幅し、増幅器の出力信号を先の互いに直交する二つの信号により変調を掛けることにより、それぞれの入力信号に対して増幅された信号を得ることができる。

また、本発明の第3の特徴は、直交周波数分割多重により変調された高周波信号を周波数が受信信号の中心周波数に等しく互いに位相が90

度ずれた 2 相の局部発振器出力信号によりそれぞれ変調することによって 2 相のベースバンド信号を形成し、2 相のベースバンド信号に対して二つの互いに直交する変調用直交信号により変調を掛けた信号を足し合わせて一つの合成信号を作成し、合成信号に対して増幅を行ない合成信号増幅器出力信号を生成し、変調用直交信号によって合成信号増幅器出力信号を変調し、変調された合成信号増幅器出力信号にフーリエ変換を掛けた結果をもとに、直交周波数分割多重に対する復調を行なうことにある。

さらに、本発明の第 4 の特徴は、直交周波数分割多重により変調された高周波信号を、周波数が受信信号の中心周波数に等しく互いに位相が 90 度ずれた 2 相の局部発振器出力信号によりそれぞれ変調することにより 2 相のベースバンド信号を形成し、2 相のベースバンド信号に対して、二つの互いに直交する変調用直交信号により変調を掛けた信号を足し合わせて一つの合成信号を作成し、合成信号に対して増幅を行なって合成信号増幅器出力信号を生成し、合成信号増幅器出力信号に対してフーリエ変換を掛けた結果をもとに、直交周波数分割多重に対する復調を行なうことにある。

なお、二つの互いに直交する変調用直交信号として、それぞれ $\{0, 1, 0, -1\}$ および $\{1, 0, -1, 0\}$ を系列とする 3 値信号を用いることができる。

第 3, 第 4 の特徴によれば、2 相のベースバンド信号を一つの増幅器によりそれぞれ増幅することにより、2 相の間のベースバンド増幅における利得の差をなくすことができ、ダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式においてサブキャリア同士の高い非干渉性能を実現することができる。二つの入力信号を一つの増幅器でそれぞれ増幅する手段としては、互いに直交する二つの信号により二つの入力信号に対して変調を掛け、その出力同士を足し合わせた信号を一つの増幅器で増幅

し、増幅器の出力信号（合成出力信号）を先の互いに直交する二つの信号により変調を掛けることにより、それぞれの入力信号に対して増幅された信号を得ることができる。

また、前出の互いに直交する二つの信号の信号列を、それぞれ $\{0, 1, 0, -1\}$ および $\{1, 0, -1, 0\}$ を系列とする2値信号列とすることより、受信信号のサイン成分およびコサイン成分の増幅におけるクロストークが、受信信号の位相回転として現れるため、実質的に信号受信における信号処理に対して何ら影響を及ぼさなくなる。

さらに、前出の互いに直交する二つの信号の信号列を、それぞれ $\{0, 1, 0, -1\}$ および $\{1, 0, -1, 0\}$ を系列とする2値信号列の信号レートを受信するOFDM信号の最大サブキャリア周波数の4倍以上とするので、合成出力信号はベースバンド信号を2値信号列の信号レートの $1/4$ 倍だけ周波数がシフトし、片側周波数帯域の信号として扱えるため、合成出力信号に対してフーリエ変換を掛けることによりOFDMに対する復調を行うことができる。

図面の簡単な説明

第1図は、本発明の第1実施例であるイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式の構成を示すブロック図である。

第2図は、第1実施例における変調器を示すブロック図である。

第3図は、変調用直交信号の第1の例と、二つの変調用直交信号の相互相関関数を示す信号波形図である。

第4図は、変調用直交信号の第2の例と、二つの変調用直交信号の相互相関関数を示す信号波形図である。

第5図は、本発明の第2実施例であるイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式の構成を示すブロック図である。

第 6 図は、第 2 実施例における受信信号を示す信号波形図である。

第 7 図は、第 2 実施例における変調器を示すブロック図である。

第 8 図は、本発明の第 3 実施例であるイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式の構成を示すブロック図である。

第 9 図は、第 3 実施例における変調器を示すブロック図である。

第 10 図は、本発明の第 4 実施例であるイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式の構成を示すブロック図である。

第 11 図は、第 4 実施例における変調器を示すブロック図である。

第 12 図は、第 5 実施例であるダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式の構成を示すブロック図である。

第 13 図は、第 5 実施例における変調用直交信号を示すグラフである。

第 14 図は、第 6 実施例であるダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式の構成を示すブロック図である。

第 15 図は、第 6 実施例における信号スペクトルを示す信号波形図である。

第 16 図は、従来のイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式の構成を示すブロック図である。

第 17 図は、従来のダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式の構成を示すブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

1. 第 1 実施例

第 1 図は、本発明の第 1 実施例であるイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式の構成を示すブロック図であり、クォドラチャ フェーズ シフト キーリング（以下、QPSKと記す）によりデジタル変調された高周波信号を受信する受信装置のうちの、高周波信号を入力し

てからデジタル信号を出力するまでの部分である。第2図は、第1図における変調器53のブロック図である。中間周波数に対するイメージ信号は変調器53における加算器73a, 73bにおいて相殺しているので、高いイメージ信号除去比を得るためには、高周波信号から中間周波増幅器出力信号95a, 95bまでの利得を揃える必要がある。

アンテナなどにより受信した高周波信号は、バンドパスフィルタ41により必要な周波数帯域の信号が取り出された後、高周波増幅器31により増幅され、ミキサ21a, 21bに供給される。第1局部発振器11においては、受信した高周波信号を中間周波信号に変換するための信号を発振し、その信号は移相器51により位相が互いに90度ずれた2相の信号に変換され、ミキサ21a, 21bに供給される。ミキサ21a, 21bにおいては、増幅された高周波信号と、移相器51から出力される2相の信号の混合が行なわれ、それらの信号の周波数の差を周波数とする信号が2相の信号として取り出される。ミキサ21a, 21bの出力信号は、バンドパスフィルタ42a, 42bに入力され、受信したい信号およびそのイメージ信号のみが通過し、中間周波増幅器入力信号94a, 94bが出力される。

直交信号発生器12は、中間周波数よりも高い周波数の互いに直交する二つの信号である変調用直交信号91a, 91bを出力する。中間周波増幅器入力信号94a, 94bは、乗算器22a, 22bにおいて、それぞれ変調用直交信号91a, 91bによって変調され、変調された二つの信号は加算器71によって足し合わされ、中間周波増幅器である一つの増幅器32によって増幅される。増幅器32の出力信号は、乗算器25a, 25bにおいて変調用直交信号91a, 91bによって変調され、それぞれローパスフィルタ43a, 43bを通過することによって中間周波増幅器出力信号95a, 95bが生成される。

変調用直交信号 9 1 a , 9 1 b は互いに直交しているので、中間周波増幅器出力信号 9 5 a , 9 5 b は、それぞれ中間周波増幅器入力信号 9 4 a , 9 4 b に対して増幅を行なったものとなっている。また、二つの信号に対して一つの増幅器 3 2 により増幅を行なっているので、中間周波増幅器入力信号 9 4 a から中間周波増幅器出力信号 9 5 a までの利得と、中間周波増幅器入力信号 9 4 b から中間周波増幅器出力信号 9 5 b までの利得を揃えることができる。

中間周波増幅器出力信号 9 5 a , 9 5 b は、変調器 5 3 において、第 2 局部発振器 1 3 の出力である 2 相の局部発振器出力信号 9 2 a , 9 2 b により変調され、イメージ信号は除去され、所望の受信信号に対するベースバンド信号 9 6 a , 9 6 b が得られる。中間周波増幅器入力信号 9 4 a から中間周波増幅器出力信号 9 5 a までの利得と、中間周波増幅器入力信号 9 4 b から中間周波増幅器出力信号 9 5 b までの利得が等しいので、変調器 5 3 においてイメージ信号を高い除去率において除去することが可能となる。ベースバンド信号 9 6 a , 9 6 b は復調器 6 1 に入力され、デジタル信号が復調される。

本発明の第 1 実施例においては、変調用直交信号 9 1 a , 9 1 b として、第 3 図に示すような、互いに位相が 90 度ずれた 2 相の矩形波を用いている。2 値信号である矩形波を用いることにより、乗算器 2 2 a , 2 2 b , 2 5 a , 2 5 b をアナログスイッチなどにより実現することができるので、中間周波増幅器入力信号 9 4 a から中間周波増幅器出力信号 9 5 a までの利得と、中間周波増幅器入力信号 9 4 b から中間周波増幅器出力信号 9 5 b までの利得を揃えることがより容易になる。また、直交信号発生器 1 2 における変調用直交信号 9 1 a , 9 1 b の生成も容易なものとなる。

なお、第 1 実施例においては、ローパスフィルタ 4 3 a , 4 3 b を使

用しているが、ローパスフィルタ 4 3 a, 4 3 b の代わりにバンドパスフィルタを用いてもよい。また、ローパスフィルタ 4 3 a, 4 3 b の代わりに、変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b の 1 周期または整数周期に渡る平均値に比例する値を出力するものであってもよいし、その値に対してローパスまたはバンドパスのフィルタ演算した値を出力するものであってもよい。

また、第 1 実施例においては、乗算器 2 5 a, 2 5 b の出力に対してローパスフィルタ 4 3 a, 4 3 b を通してから信号を変調器 5 3 に入力しているが、乗算器 2 5 a, 2 5 b の出力信号を直接変調器 5 3 に入力し、変調器 5 3 の出力信号に対してローパスフィルタにより不要な信号成分を除去するようにしてもよい。

第 1 実施例においては、中間周波増幅器入力信号 9 4 a, 9 4 b を得るのに、高周波信号から 1 回の周波数変換を行なっているが、複数回の周波数変換により高周波信号から中間周波増幅器入力信号 9 4 a, 9 4 b を得るようにしてもよい。

さらに、第 1 実施例においては、変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b として 2 相の矩形波を用いていたが、中間周波増幅器入力信号 9 4 a, 9 4 b の周波数帯域以下の周波数成分を含まない平均値ゼロの互いに直交する信号であればよく、互いに周波数が異なる二つの信号を用いてもよい。また、信号波形は矩形でなくてもよく、正弦波であってもよい。さらに、変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b として、第 4 図に示すものを用いてもよい。これは、 $\{1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1\}$ を系列とする信号と、それに対して半周期ずれた信号である $\{1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1\}$ を系列とする信号である。第 3 図に示す変調用直交信号を用いた場合、二つの信号の相関がゼロとなる時間差は 1 点であるので、増幅器 3 2 によって位相遅れなどが発生すると、信号の干渉が発生してしまう。しかし、第 4 図に示す

変調用直交信号を用いた場合、信号の波形は複雑になるが、二つの信号の相関がゼロとなる時間差の範囲が広いと、増幅器 32 によって発生する位相遅れに起因する信号の干渉は発生しにくい。

また、第 1 実施例においては、受信周波数が第 1 局部発振器 11 の出力周波数と第 2 局部発振器 13 の出力周波数の和となるように、変調器 53 が構成されていたが、受信周波数が第 1 局部発振器 11 の出力周波数と第 2 局部発振器 13 の出力周波数の差となるように変調器 53 を構成してもよい。また、イメージ信号の強度などの状況に応じて、受信周波数を第 1 局部発振器 11 の出力周波数と第 2 局部発振器 13 の出力周波数の和と差で切り換えるようにしてもよい。

また、第 1 実施例は、QPSK によりデジタル変調された高周波信号を受信するものであったが、別の変調方式により変調された高周波信号に対する受信装置に本発明を適用してもよく、 $\pi/4$ シフト QPSK や周波数シフトキーキング（以下、FSK と記す）によりデジタル変調された高周波信号に対する受信装置や、周波数変調（FM）などによりアナログ変調された高周波信号に対する受信装置に適用してもよい。また、直接拡散による符号分割通信の高周波信号に対する受信装置に適用してもよい。

2. 第 2 実施例

第 5 図は、本発明の第 2 実施例であるイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式の構成を示すブロック図であり、隣り合う三つの周波数帯の高周波信号を同時に受信するものである。受信する信号の周波数スペクトルを第 6 図に示す。三つの周波数帯の信号は、それぞれデジタル信号が変調されているものである。中心周波数を f_c とする中央の周波数帯域の信号はダイレクトコンバージョン方式で受信し、両サイドの中心周波数を $f_c + f_s$ とする帯域の信号と中心周波数を $f_c - f_s$

とする帯域の信号をイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式により受信する。ただし、第 1 局部発振器 1 1 の発振周波数は f_c であり、第 2 局部発振器 1 3 の発振周波数は f_s である。第 7 図は、第 5 図における変調器 5 4 の具体例である。

受信した高周波信号は、バンドパスフィルタ 4 1、高周波増幅器 3 1 を経て、ミキサ 2 1 a, 2 1 b において、周波数 f_c の 2 相の信号により変調される。ローパスフィルタ 4 5 a, 4 5 b では、周波数 $1.5 \times f_s$ 以下の信号のみが通過するようになっているので、ローパスフィルタ 4 5 a, 4 5 b の出力信号には、受信したい三つの周波数帯域の信号のみが含まれることになる。ローパスフィルタ 4 5 a, 4 5 b の出力信号は、それぞれ変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b により変調され、一つの増幅器 3 2 において増幅された後、乗算器 2 5 a, 2 5 b において再び変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b によりそれぞれ変調されることにより、ローパスフィルタ 4 5 a, 4 5 b の出力信号に対して増幅された信号がそれぞれ得られる。

乗算器 2 5 a, 2 5 b の出力信号において、周波数が $f_s / 2$ 以下の信号成分は、第 6 図における真中の周波数帯の信号成分であるので、ローパスフィルタ 4 6 a, 4 6 b によって周波数が $f_s / 2$ 以下の信号成分が取り出され、復調器 6 1 c によりデジタル信号に復調される。

一方、第 6 図における両側の周波数帯の信号成分は、乗算器 2 5 a, 2 5 b の出力信号において、周波数が $f_s / 2$ から $1.5 \times f_s$ の間の信号成分となっている。そこで、バンドパスフィルタ 4 4 a, 4 4 b により周波数が $f_s / 2$ から $1.5 \times f_s$ の間の信号成分を取りだし、変調器 5 4 により、第 6 図における右側の周波数帯の信号成分をベースバンド信号 9 6 a, 9 6 b として取りだし、同時に第 6 図における左側の周波数成分をベースバンド信号 9 6 c, 9 6 d として取り出している。

第 2 実施例においては、隣り合う三つの周波数帯の信号を受信していたが、隣り合う二つの周波数帯の信号を受信するものであってもよい。その際、片方の周波数帯域の信号をダイレクトコンバージョン方式で受信し、他方をイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式で受信してもよいが、第 1 局部発振器 11 の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の平均とし、第 2 局部発振器 13 の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の差の半分として、二つの周波数帯の双方ともイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式で受信するとよい。また、隣り合わない二つの周波数帯の信号を受信するものであってもよい。その際、第 1 局部発振器 11 の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の平均、第 2 局部発振器 13 の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の差の半分とし、二つの周波数帯の間の不要信号を遮断するために、第 5 図におけるローパスフィルタ 45a, 45b をバンドパスフィルタと置き換える。さらに、第 2 局部発振器 13 の出力信号として、複数の周波数の出力信号を用意することにより、三つ以上の周波数帯の信号をイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式で受信してもよい。

3. 第 3 実施例

第 8 図は、本発明の第 3 実施例であるイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式の構成を示すブロック図であり、QPSKによりデジタル変調された高周波信号を受信する受信装置のうちの、高周波信号を入力してからデジタル信号を出力するまでの部分である。基本的な動作は本発明の第 1 実施例と同じである部分が多いが、第 1 実施例においては一旦中間周波増幅器出力信号 95a, 95b を生成してからベースバンド信号 96a, 96b を得ているのに対し、第 3 実施例においては、増幅器 32 の出力信号から中間周波増幅器出力信号 95a, 95b を生成せずにベースバンド信号 96a, 96b を得ているところが異な

っている。以下、第3実施例について、その動作が第1実施例と相違する点を説明する。

説明のため、増幅器32の出力信号を $x(t)$ 、変調用直交信号91a, 91bをそれぞれ $m_a(t)$, $m_b(t)$ 、局部発振器出力信号92a, 92bをそれぞれ $v_a(t)$, $v_b(t)$ とする。

第1実施例において、ローパスフィルタ43a, 43bが変調器53の出力側に設置された場合、ベースバンド信号96a, 96bは下記数3および数4により表わされる信号 $y_a(t)$, $y_b(t)$ に対してローパスフィルタを掛けたものとなる。

[数3]

$$y_a(t) = v_b(t) \{m_a(t) x(t)\} + v_a(t) \{m_b(t) x(t)\}$$

[数4]

$$y_b(t) = v_b(t) \{m_b(t) x(t)\} + v_a(t) \{m_a(t) x(t)\}$$

数3、数4ともに、第1項および第2項に共通因子 $x(t)$ を持つ。また、乗算の順番は入れ替えても結果は同じであるので、下記数5、数6により定義する信号 $w_a(t)$, $w_b(t)$ を用いて、 $y_a(t)$, $y_b(t)$ を下記数7、数8のように求めることができる。

[数5]

$$w_a(t) = v_b(t) m_a(t) + v_a(t) m_b(t)$$

[数6]

$$w_b(t) = v_b(t) m_b(t) - v_a(t) m_a(t)$$

[数7]

$$y_a(t) = w_a(t) x(t)$$

[数8]

$$y_b(t) = w_b(t) x(t)$$

そこで、第3実施例においては、ベースバンド信号検出用変調信号93a, 93bとして $w_a(t)$, $w_b(t)$ を変調器52において生成し、数7, 数8の演算を乗算器23a, 23bにおいて行なうようにしている。変調器52は、数5, 数6の演算を行なうものであるが、その具体例を第9図に示す。

変調用直交信号91a, 91bとして2相の矩形波などの2値信号を用い、局部発振器出力信号92a, 92bとして2相の矩形波を用いることにより、ベースバンド信号検出用変調信号93a, 93bは、 $\{-a, 0, a\}$ （ただし、 a は定数）の3値信号となるので、乗算器23a, 23bはアナログスイッチ等で実現することができる。さらに、変調用直交信号91a, 91bを局部発振器出力信号92a, 92bに同期させることにより、乗算器23a, 23bおよびローパスフィルタ43a, 43bをスイッチトキャパシタ回路により実現することができる。

なお、第3実施例においては、中間周波増幅器入力信号94a, 94bを得るのに、高周波信号から1回の周波数変換を行なっているが、複数回の周波数変換により高周波信号から中間周波増幅器入力信号94a, 94bを得るようにしてもよい。

また、第3実施例においては、変調用直交信号91a, 91bとして2相の矩形波を用いていたが、中間周波増幅器入力信号94a, 94bの周波数帯域以下の周波数成分を含まない平均値ゼロの互いに直交する信号であればよく、互いに周波数が異なる二つの信号を用いてもよい。また、矩形波でなくてもよく、正弦波であってもよい。また、変調用直交信号91a, 91bとして、第4図に示す信号を用いてもよい。

さらに、第3実施例は、QPSKによりデジタル変調された高周波信号を受信するものであったが、別の変調方式により変調された高周波

信号に対する受信装置に本発明を適用してもよく、 $\pi/4$ シフトQPSKやFSKによりデジタル変調された高周波信号に対する受信装置や、FMなどによりアナログ変調された高周波信号に対する受信装置に適用してもよい。また、直接拡散による符号分割通信の高周波信号に対する受信装置に適用してもよい。

4. 第4実施例

第10図は、本発明の第4実施例であるイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式の構成を示すブロック図であり、隣り合う三つの周波数帯の高周波信号を同時に受信するものである。受信する信号の周波数スペクトルは第6図に示すものと同じである。三つの周波数帯の信号は、それぞれデジタル信号が変調されているものである。中心周波数を f_c とする中央の周波数帯域の信号はダイレクトコンバージョン方式で受信し、両サイドの中心周波数を $f_c + f_s$ とする帯域の信号と中心周波数を $f_c - f_s$ とする帯域の信号をイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式により受信する。ただし、第1局部発振器11の発振周波数は f_c であり、第2局部発振器13の発振周波数は f_s である。第11図は、第10図における変調器55の具体例である。

受信した高周波信号は、バンドパスフィルタ41、高周波増幅器31を経て、ミキサ21a, 21bにおいて、周波数 f_c の2相の信号により変調される。ローパスフィルタ45a, 45bでは、周波数 $1.5 \times f_s$ 以下の信号のみが通過するようになっているので、ローパスフィルタ45a, 45bの出力信号には、受信したい三つの周波数帯域の信号のみが含まれることになる。ローパスフィルタ45a, 45bの出力信号は、それぞれ変調用直交信号91a, 91bにより変調され、増幅器32において増幅される。

増幅器32の出力信号は、乗算器23e, 23fにおいて、再び変調

用直交信号 9 1 a, 9 1 b により変調されると、その出力信号の周波数が $f_s / 2$ 以下の信号成分は、第 6 図における真中の周波数帯のベースバンド信号であるので、ローパスフィルタ 4 6 a, 4 6 b によって周波数が $f_s / 2$ 以下の信号成分が取り出され、復調器 6 1 c によりデジタル信号に復調される。

一方、第 6 図における右側の周波数帯の信号成分は、乗算器 2 3 a, 2 3 b においてベースバンド信号検出用変調信号 9 3 a, 9 3 b により変調され、そのベースバンド信号が取り出される。その際、第 6 図における中央の周波数帯の信号成分が混入されているが、その信号成分の周波数は $f_s / 2$ 以上であるので、ローパスフィルタ 4 3 a, 4 3 b によって周波数が $f_s / 2$ 未満の信号成分のみが取り出され、第 6 図における右側の周波数帯の信号成分に対するベースバンド信号として復調器 6 1 a に入力され、デジタル信号が復調される。第 6 図における左側の周波数帯の信号成分も同様に、乗算器 2 3 c, 2 3 d においてベースバンド信号検出用変調信号 9 3 c, 9 3 d により変調され、ローパスフィルタ 4 3 c, 4 3 d によって周波数が $f_s / 2$ 未満の信号成分のみが取り出され、第 6 図における左側の周波数帯の信号成分に対するベースバンド信号として復調器 6 1 b に入力され、デジタル信号が復調される。

なお、本発明の第 4 実施例においては、隣り合う三つの周波数帯の信号を受信していたが、隣り合う二つの周波数帯の信号を受信するものであってもよい。その際、片方の周波数帯域の信号をダイレクトコンバージョン方式で受信し、他方をイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式で受信してもよいが、第 1 局部発振器 1 1 の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の平均とし、第 2 局部発振器 1 3 の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の差の半分として、二つの周波数帯の双方ともイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式で受信するとよい。

また、隣り合わない二つの周波数帯の信号を受信するものであってもよい。その際、第1局部発振器11の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の平均、第2局部発振器13の発振周波数を二つの周波数帯の中心周波数の差の半分とし、二つの周波数帯の間の不要信号を遮断するために、第10図におけるローパスフィルタ45a, 45bをバンドパスフィルタと置き換える。さらに、第2局部発振器13の出力信号として、複数の周波数の出力信号を用意することにより、三つ以上の周波数帯の信号をイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式で受信してもよい。

5. 第5実施例

第12図は、第5実施例であるダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式の構成を示すブロック図であり、OFDMにより変調された高周波信号を受信する受信装置のうちの、高周波信号を入力してからシンボルデータを出力するまでの部分である。

アンテナなどにより受信した高周波信号は、バンドパスフィルタ41により必要な周波数帯域の信号が取り出された後、高周波増幅器31により増幅され、ミキサ21a, 21bに供給される。第1局部発振器11においては、受信した高周波信号をベースバンド信号に変換するための信号を発振し、その信号は移相器51により位相が互いに90度ずれた2相の信号に変換され、ミキサ21a, 21bに供給される。ミキサ21a, 21bにおいては、増幅された高周波信号と、移相器51から出力される2相の信号の混合が行なわれ、ベースバンド信号が2相の信号として取り出される。ミキサ21a, 21bの出力信号は、バンドパスフィルタ42a, 42bに入力され、受信したい帯域の信号のみが通過し、ベースバンド信号98a, 98bが出力される。

直交信号発生器12は、サブキャリアの最高周波数よりも高い周波数

の互いに直交する二つの信号である変調用直交信号 9 1 a , 9 1 b を出力する。この例においては、第 1 3 図に示すような $\{0,1,0,-1\}$ および $\{1,0,-1,0\}$ を系列とする 3 値信号を用いる。これらの信号のサンプリング周波数は F F T 演算器 6 2 におけるサンプリング周波数の 2 倍とする。

ベースバンド信号 9 8 a , 9 8 b は、乗算器 2 2 a , 2 2 b において、それぞれ変調用直交信号 9 1 a , 9 1 b によって変調され、変調された二つの信号は加算器 7 1 によって足し合わされ、一つの増幅器 3 2 によって増幅される。増幅器 3 2 の出力信号は、乗算器 2 5 a , 2 5 b において変調用直交信号 9 1 a , 9 1 b によってそれぞれ変調され、それぞれローパスフィルタ 4 3 a , 4 3 b を通過することによって 2 相のベースバンド出力信号 9 0 a , 9 0 b が生成される。

変調用直交信号 9 1 a , 9 1 b は互いに直交しているので、ベースバンド出力信号 9 0 a , 9 0 b は、それぞれベースバンド信号 9 8 a , 9 8 b に対して増幅を行なったものとなっている。また、二つの信号に対して一つの増幅器 3 2 により増幅を行なっているので、ベースバンド信号 9 8 a からベースバンド出力信号 9 0 a までの利得と、ベースバンド信号 9 8 b からベースバンド出力信号 9 0 b までの利得を揃えることができる。

変調用直交信号 9 1 a , 9 1 b として、前述のように第 1 3 図に示すような $\{0,1,0,-1\}$ および $\{1,0,-1,0\}$ を系列とする 3 値信号を用いると、乗算器 2 2 a , 2 2 b はアナログスイッチにより実現することができ、ローパスフィルタ 4 3 a , 4 3 b はサンプルホールドまたはアナログスイッチと積分器の組み合わせにより実現することができる。

ベースバンド出力信号 9 0 a , 9 0 b は、F F T 演算器 6 2 においてサンプリングおよび F F T 演算がなされる。ベースバンド出力信号 9 0 a の値が実部、ベースバンド出力信号 9 0 b の値が虚部として扱われる。

このとき、ベースバンド信号 9 8 a からベースバンド出力信号 9 0 a までの利得と、ベースバンド信号 9 8 b からベースバンド出力信号 9 0 b までの利得が揃っているので、サブキャリア同士の干渉を抑制することができる。FFT 演算器 6 2 の出力信号は復調器 6 4 に送られ、判定されたシンボルが出力データとして出力される。

変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b として、前述のように第 1 3 図に示すような {0,1,0,-1} および {1,0,-1,0} を系列とする 3 値信号を用いることに対しては、ベースバンド信号 9 8 a からベースバンド出力信号 9 0 a までの増幅と、ベースバンド信号 9 8 b からベースバンド出力信号 9 0 b までの増幅におけるクロストークの実質的な影響をなくすることができるといった利点がある。すなわち、増幅器 3 2 の位相遅れが増幅する周波数帯において十分に小さい場合は、このようなクロストークは十分に小さいが、そうでない場合はクロストークが発生する。

ベースバンド信号 9 8 a からベースバンド出力信号 9 0 a までの増幅率およびベースバンド信号 9 8 b からベースバンド出力信号 9 0 b までの増幅率がともに等しく g_c であるとする。ベースバンド信号 9 8 a からベースバンド出力信号 9 0 b までのクロストーク増幅率を $j * g_d$ (g_d は実数、クロストーク増幅率は純虚数となる) とすると、変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b の性質より、ベースバンド信号 9 8 b からベースバンド出力信号 9 0 a までのクロストーク増幅率は $-j * g_d$ となる。すると、ベースバンド出力信号 9 0 a, 9 0 b に含まれている周波数 f_1 成分は、それぞれ下記数 9 となる。

[数 9]

$$\begin{aligned} & (g_c + j * g_d) * \text{Re}\{p_a * s_a + p_b * s_b\} + (j * g_c - g_d) * \\ & \text{Im}\{p_a * s_a - p_b * s_b\} \\ & (g_c + j * g_d) * \text{Re}\{p_a * s_a - p_b * s_b\} - (j * g_c - g_d) * \end{aligned}$$

$$\text{Im}\{ p_a * s_a + p_b * s_b \}$$

したがって、実際にFFT演算器62において算出される周波数 f_1 および f_1 のスペクトルは、それぞれ下記数10となり、本来FFT演算器62において算出されるべき値に対して位相が $\angle(g_c + j * g_d)$ だけ回転することになる。

[数10]

$$(g_c + j * g_d) * p_a * s_a,$$

$$(g_c + j * g_d) * p_b * s_b$$

もともと、 p_a および p_b の位相角は不明であり、等価器によりその値を推定しないといけないものである。クロストークによって回転する位相角は、 p_a および p_b の位相角に対してすべて足される形で影響し、かつ一定の値となるので、等価器において $\angle p_a * (g_c + j * g_d)$ および $\angle p_b * (g_c + j * g_d)$ の値を推定するようにすれば、クロストークの影響は実質的になくなる。

なお、第5実施例においては、変調用直交信号91a, 91bとして第13図に示すような{0,1,0,-1}および{1,0,-1,0}を系列とする3値信号を用いていたが、他の種類の直交信号を用いても良く、第3図に示すような位相が互いに4分の1周期ずれた矩形波を用いても良く、第4図に示すような波形の信号を用いても良い。

6. 第6実施例

第14図は、本発明の第6実施例であるダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式の構成を示すブロック図であり、OFDMにより変調された高周波信号を受信する受信装置のうちの、高周波信号を入力してからシンボルデータを出力するまでの部分である。

アンテナなどにより受信した高周波信号は、バンドパスフィルタ41により必要な周波数帯域の信号が取り出された後、高周波増幅器31に

より増幅され、ミキサ 2 1 a, 2 1 b に供給される。第 1 局部発振器 1 1 においては、受信した高周波信号をベースバンド信号に変換するための信号を発振し、その信号は移相器 5 1 により位相が互いに 90 度ずれた 2 相の信号に変換され、ミキサ 2 1 a, 2 1 b に供給される。ミキサ 2 1 a, 2 1 b においては、増幅された高周波信号と、移相器 5 1 から出力される 2 相の信号の混合が行なわれ、ベースバンド信号が 2 相の信号として取り出される。ミキサ 2 1 a, 2 1 b の出力信号は、バンドパスフィルタ 4 2 a, 4 2 b に入力され、受信したい帯域の信号のみが通過し、ベースバンド信号 9 8 a, 9 8 b が出力される。

ベースバンド信号 9 8 a, 9 8 b は、乗算器 2 2 a, 2 2 b において、それぞれ変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b によって変調され、変調された二つの信号は加算器 7 1 によって足し合わされ、一つの増幅器 3 2 によって増幅される。

直交信号発生器 1 2 は、サブキャリアの最高周波数よりも高い周波数の互いに直交する二つの信号である変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b を出力する。この例においては、第 1 3 図に示すような $\{0, 1, 0, -1\}$ および $\{1, 0, -1, 0\}$ を系列とする 3 値信号を用いる。これらの信号のサンプリング周波数は FFT 演算器 6 2 におけるサンプリング周波数の 2 倍とする。すると、第 1 5 図 (a) に示すようなベースバンド信号のスペクトルに対して、ベースバンド合成信号のスペクトルは第 1 5 図 (b) に示すようになる。スペクトルの対称性より、スカラー信号であるベースバンド合成信号のスペクトルからベースバンド信号のスペクトルを算出することができる。すなわち、ベースバンド合成信号をサンプリング周波数 f_g でサンプリングしてから FFT を掛けることにより、ベースバンド合成信号のスペクトルを算出し、そのデータを周波数方向に $f_g / 2$ だけずらすことにより、ベースバンド信号のスペクトルを得ることができる。

この際に行なう F F T 演算は、実数のスカラー信号に対して行なうので、複素数信号に対する F F T 演算より効率良く行なうことができる。F F T 演算器 6 3 の出力信号は復調器 6 4 に送られ、判定されたシンボルが出力データとして出力される。

なお、第 6 実施例においては、変調用直交信号 9 1 a, 9 1 b は第 1 3 図に示すような $\{0, 1, 0, -1\}$ および $\{1, 0, -1, 0\}$ を系列とする 3 値信号を用いていたが、第 3 図に示すような互いに位相が 4 分の 1 周期ずれた矩形波の信号を用いても良いし、互いに位相が 4 分の 1 周期ずれた正弦波の信号を用いても良い。

産業上の利用可能性

本発明のイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式は、2 相の中間周波信号を一つの増幅器によりそれぞれ増幅することにより、高いイメージ信号除去比を実現することができる。また、本発明のダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式は、2 相のベースバンド信号を一つの増幅器によりそれぞれ増幅することにより、サブキャリア同士の高い非干渉性能を実現することができる。そのため、これら両受信方式は、中間周波回路における表面波フィルタの使用を回避することができ、携帯電話などの無線装置における受信装置を小型化するのに有効である。

請 求 の 範 囲

1. アンテナなどにより受信され増幅された高周波信号に対して、局部発振された位相の異なる2相の第1局部発振器出力信号を混合して2相の中間周波数信号を形成し、該2相の中間周波信号に対して二つの互いに直交する変調用直交信号により変調を掛けた信号を足し合わせて一つの合成信号を作成し、該合成信号に対して増幅を行なって中間周波増幅器出力信号を生成し、前記変調用直交信号によりそれぞれ前記中間周波増幅器出力信号を変調すると共に局部発振された位相の異なる2相の第2局部発振器出力信号を混合することによりイメージ信号が除去された所望のベースバンド信号を形成し、該ベースバンド信号を復調することの特徴とするイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式。
2. 互いにイメージ信号となる二つの周波数帯の信号を同時に受信することを特徴とする請求の範囲第1項に記載のイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式。
3. アンテナなどにより受信され増幅された高周波信号に対して、局部発振された位相の異なる2相の第1局部発振器出力信号を混合して2相の中間周波数信号を形成し、該2相の中間周波信号に対して二つの互いに直交する変調用直交信号により変調を掛けた信号を足し合わせて一つの合成信号を作成し、該合成信号に対して増幅を行ない中間周波増幅器出力信号を生成し、位相の異なる2相の第2局部発振器出力信号に対して前記変調用直交信号により変調を掛けた信号によってそれぞれ前記中間周波増幅器出力信号を変調することにより、イメージ信号が除去された所望のベースバンド信号を形成し、該ベースバンド信号を復調することの特徴とするイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式。
4. 互いにイメージ信号となる二つの周波数帯の信号を同時に受信する

ことを特徴とする請求の範囲第3項に記載のイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式。

5. 前記二つの互いに直交する変調用直交信号として互いに位相が90度ずれている矩形波または正弦波を用いることを特徴とする請求の範囲第1項から第4項のいずれか1項に記載のイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式。

6. 前記二つの互いに直交する変調用直交信号として、それぞれ $\{1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1\}$ および $\{1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1\}$ を系列とする2値信号を用いることを特徴とする請求の範囲第1項から第4項のいずれか1項に記載のイメージ信号キャンセル型ヘテロダイン受信方式。

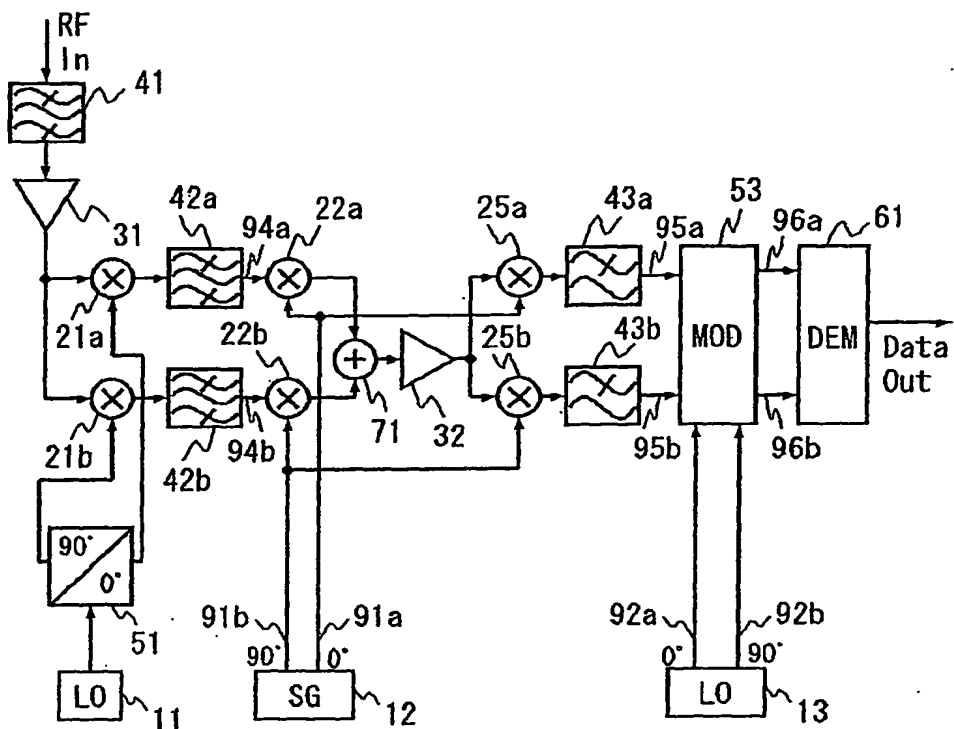
7. 直交周波数分割多重により変調された高周波信号を周波数が受信信号の中心周波数に等しく互いに位相が90度ずれた2相の局部発振器出力信号によりそれぞれ変調することによって2相のベースバンド信号を形成し、該2相のベースバンド信号に対して二つの互いに直交する変調用直交信号により変調を掛けた信号を足し合わせて一つの合成信号を作成し、該合成信号に対して増幅を行ない合成信号増幅器出力信号を生成し、前記変調用直交信号によって前記合成信号増幅器出力信号を変調し、変調された該合成信号増幅器出力信号にフーリエ変換を掛けた結果をもとに、直交周波数分割多重に対する復調を行なうことを特徴とするダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式。

8. 直交周波数分割多重により変調された高周波信号を、周波数が受信信号の中心周波数に等しく互いに位相が90度ずれた2相の局部発振器出力信号によりそれぞれ変調することにより2相のベースバンド信号を形成し、該2相のベースバンド信号に対して、二つの互いに直交する変調用直交信号により変調を掛けた信号を足し合わせて一つの合成信号を作成し、該合成信号に対して増幅を行なって合成信号増幅器出力信号を

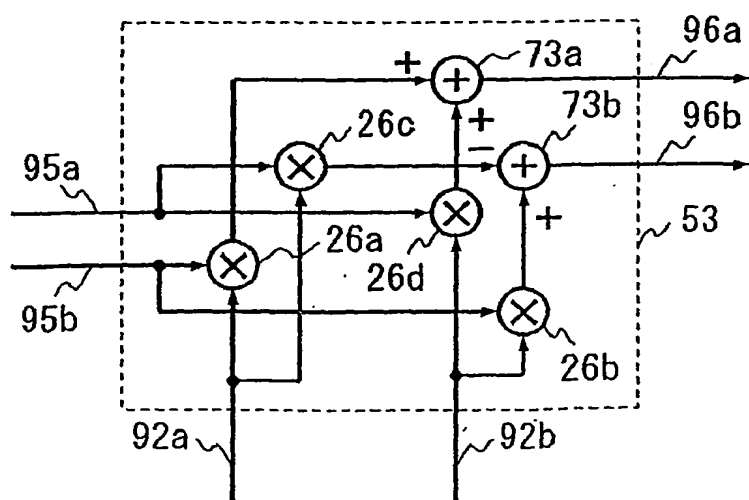
生成し、前記合成信号増幅器出力信号に対してフーリエ変換を掛けた結果をもとに、直交周波数分割多重に対する復調を行なうことを特徴とするダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式。

9. 前記二つの互いに直交する変調用直交信号として、それぞれ $\{0, 1, 0, -1\}$ および $\{1, 0, -1, 0\}$ を系列とする3値信号を用いることを特徴とする請求の範囲第7項または第8項に記載のダイレクトコンバージョン直交周波数分割多重受信方式。

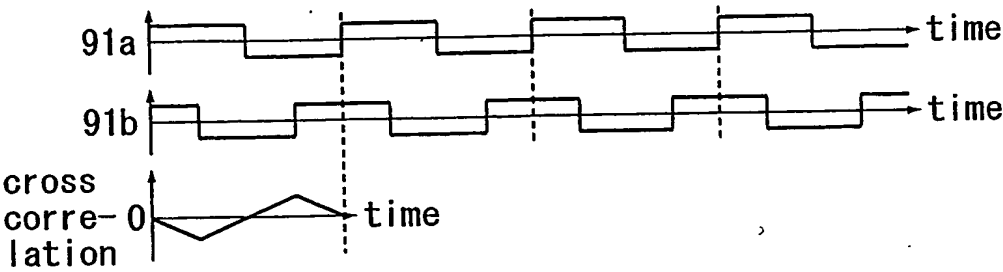
第 1 図



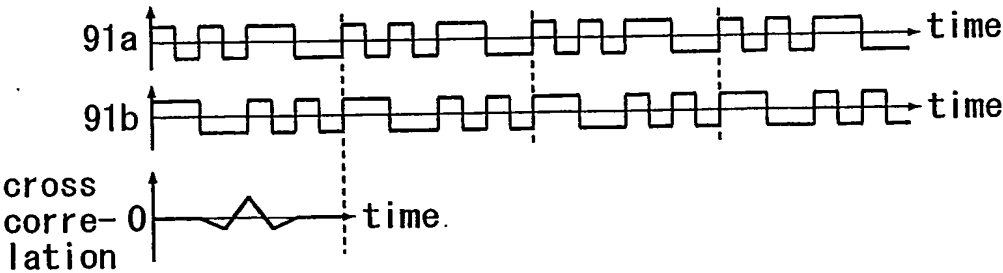
第 2 図



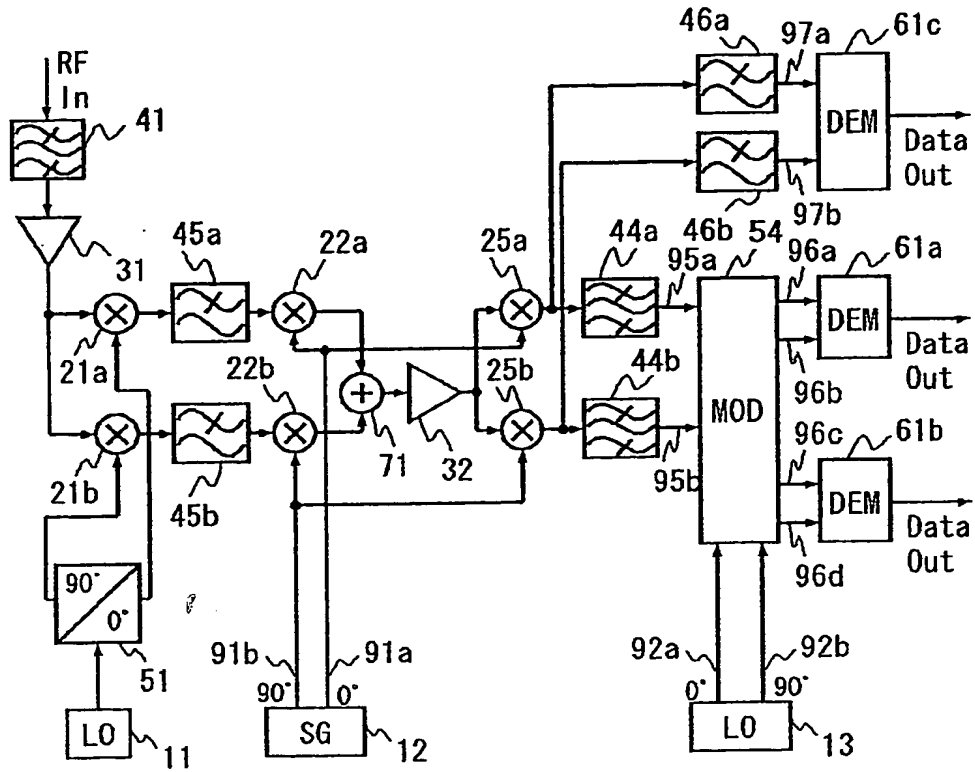
第 3 図



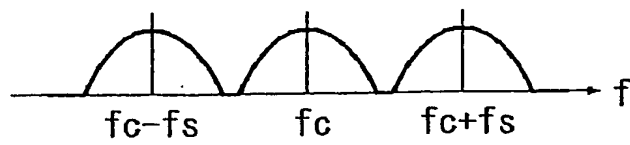
第 4 図



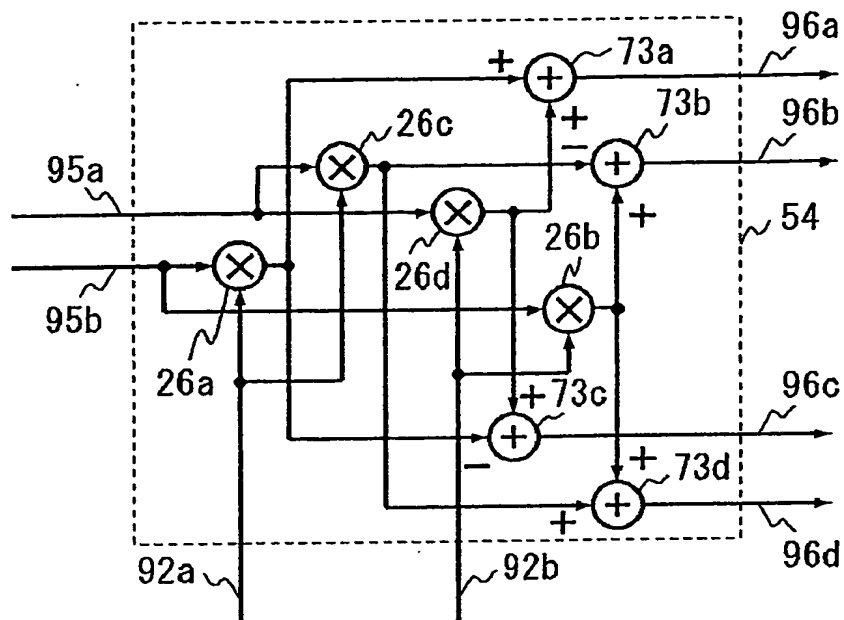
第 5 図



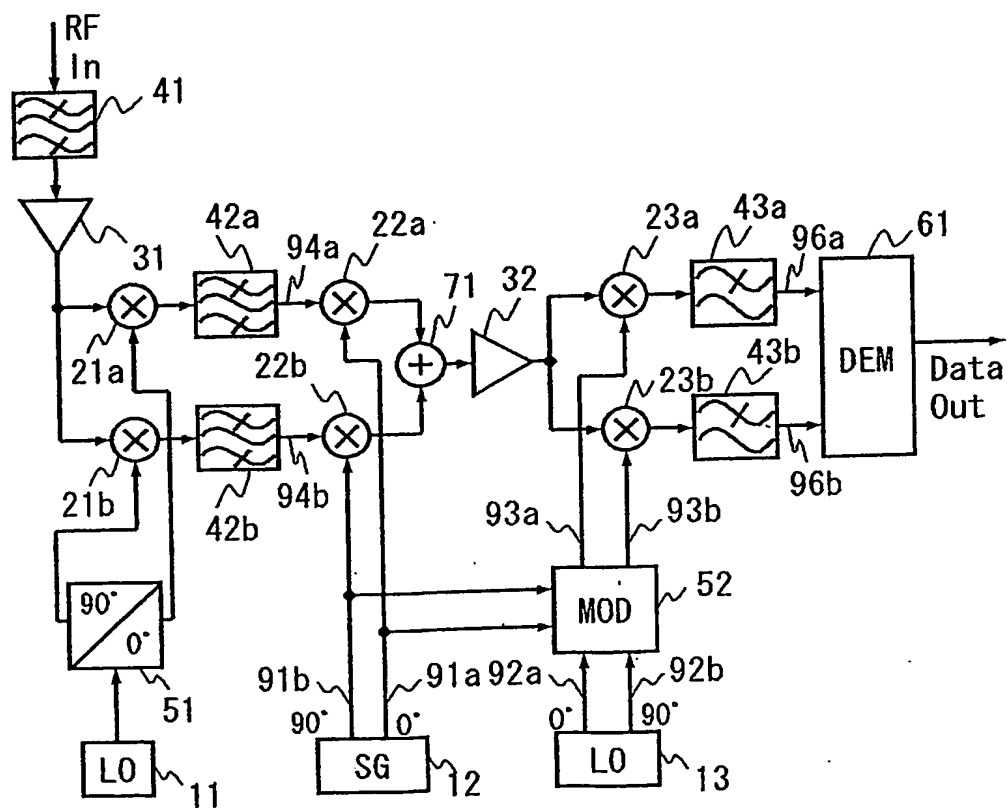
第 6 図



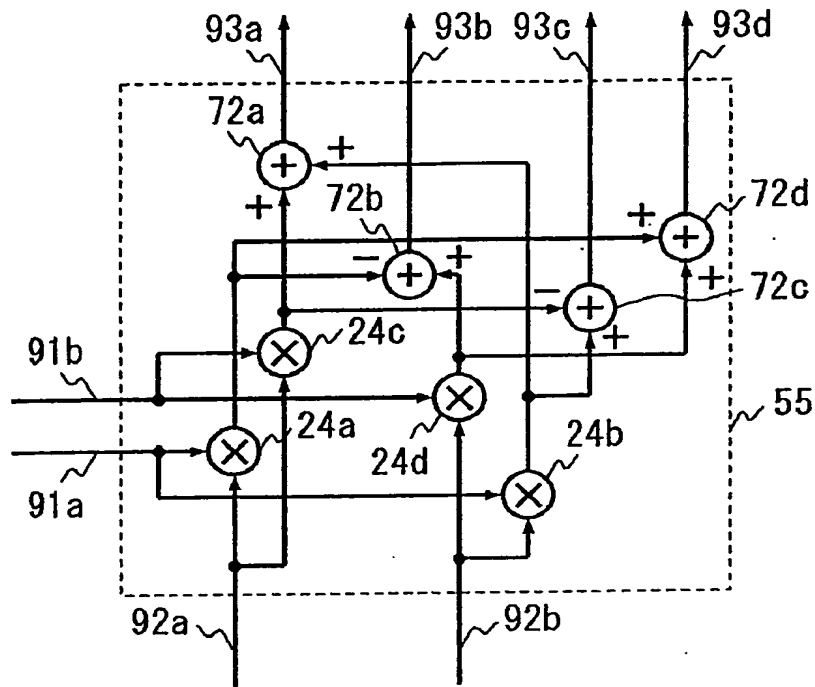
第 7 図



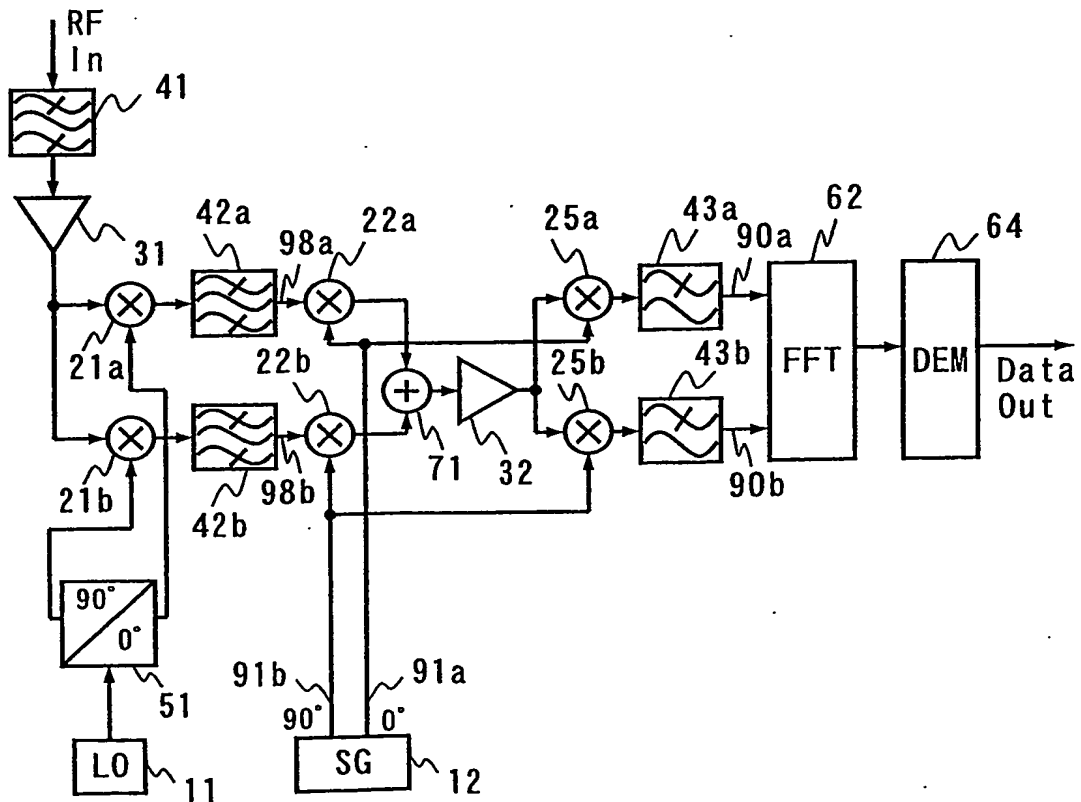
第 8 図



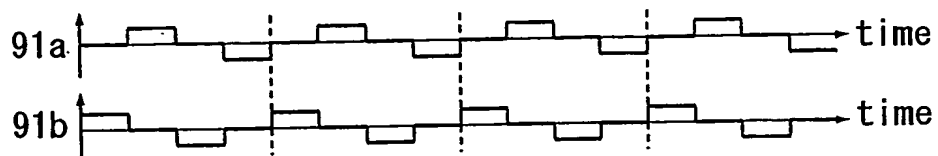
第 1 1 図



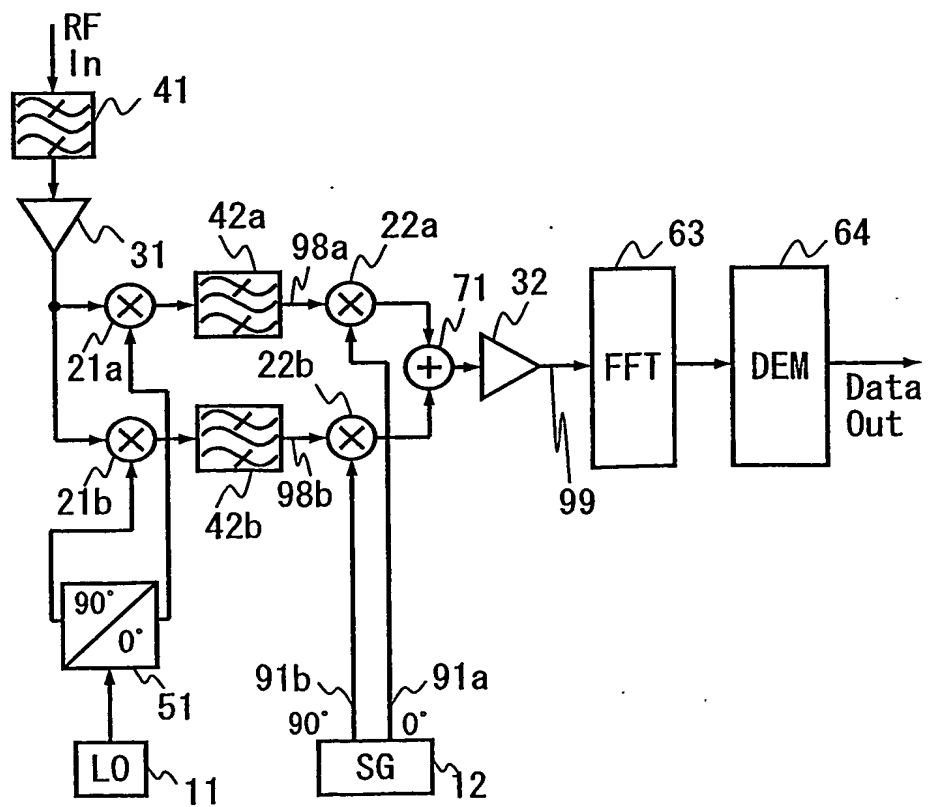
第 1 2 図



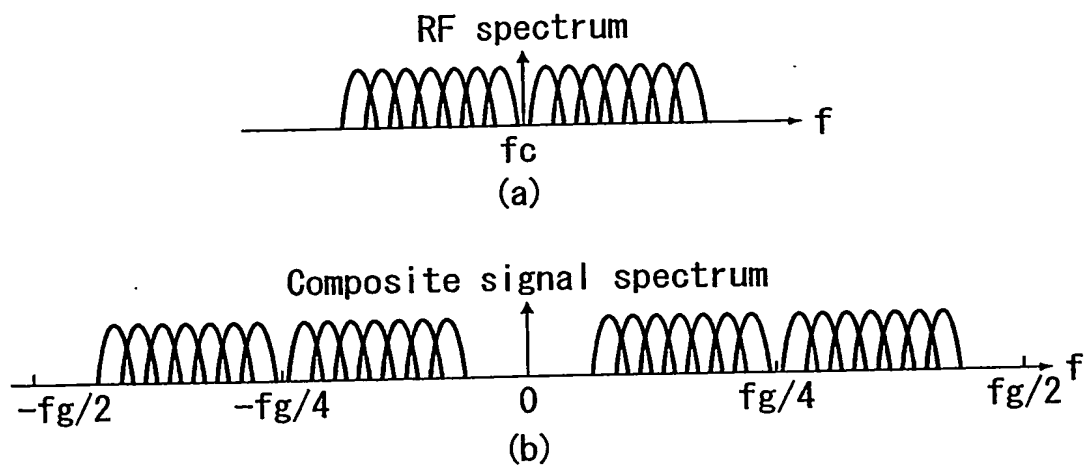
第 1 3 図



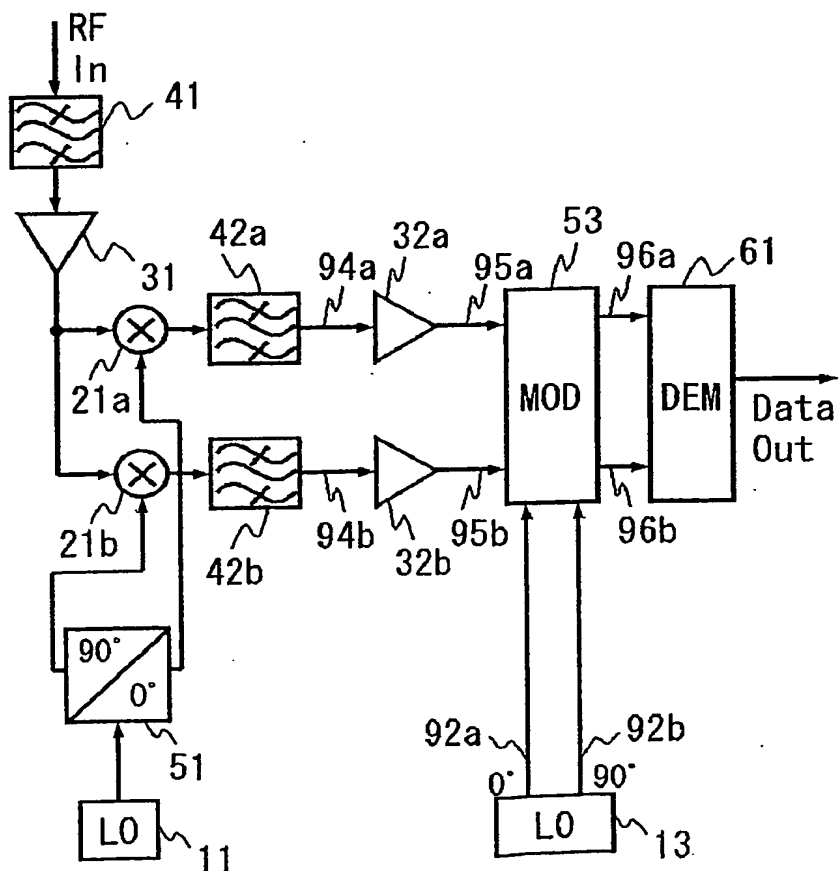
第 1 4 図



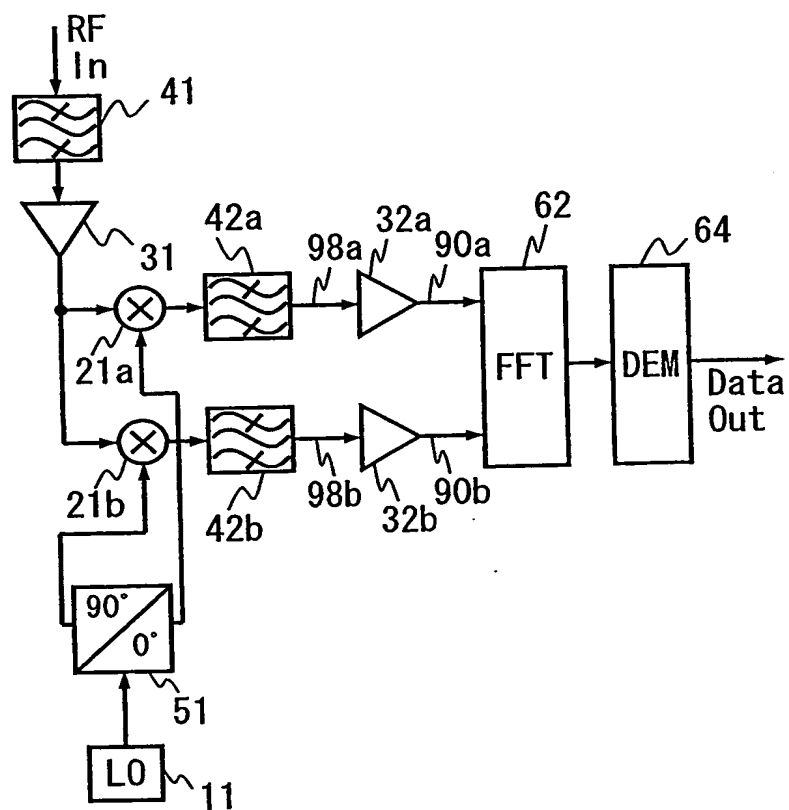
第 15 図



第 16 図



第 17 図



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/JP03/05020

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H04B1/26, H03D7/18, H04B1/30, H04L27/22

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H04B1/26, H03D7/18, H04B1/30, H04L27/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1926-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2003
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2003	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2003

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 09-261101 A (General Research of Electronics, Inc.), 03 October, 1997 (03.10.97), Page 2, left column, lines 2 to 14, right column, lines 18 to 23; Fig. 1 & US 5870669 A	3-5, 7-9 1, 2
Y A	JP 07-095110 A (Toshiba Corp.), 07 April, 1995 (07.04.95), Page 7, right column, line 10 to page 8, right column, line 9; Figs. 12, 13, 14 (b) (Family: none)	3, 5 1, 2

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.
 ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
20 May, 2003 (20.05.03)Date of mailing of the international search report
27 May, 2003 (27.05.03)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/JP03/05020

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 11-317777 A (Toshiba Corp.), 16 November, 1999 (16.11.99), Page 5, right column, line 7 to page 6, right column, line 7; page 7, left column, lines 1 to 3; page 7, right column, line 4 to page 8 left column, line 2; Figs. 1 to 6 & US 6334051 B1	3-5 1,2
Y A	JP 08-149170 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 07 June, 1996 (07.06.96), Page 4, left column, line 22 to page 5, left column, line 29; Figs. 1, 2 (Family: none)	5,9 6
Y	JP 09-074366 A (Fujitsu Ten Ltd.), 18 March, 1997 (18.03.97), Page 3, left column, line 31 to right column, line 15 (Family: none)	7,8
Y	JP 09-149092 A (Clarion Co., Ltd.), 06 June, 1997 (06.06.97), Page 2, right column, lines 18 to 37; Fig. 5 (Family: none)	7
Y	JP 11-234650 A (Victor Company Of Japan, Ltd.), 27 August, 1999 (27.08.99), Page 5, left column, line 33 to right column, line 7; Fig. 2 (Family: none)	8
A	JP 06-077852 A (Philips Electronics N.V.) 18 March, 1994 (18.03.94), Page 5, right column, lines 33 to 46; Fig. 1 & EP 0576078 A1, B1 & TW 274665 A & US 5548831 A & DE 69325052 E & SG 55190 A1 & KR 279031 B & JP 3396058 B2	1

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H04B 1/26, H03D 7/18, H04B 1/30, H04L27/22

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H04B 1/26, H03D 7/18, H04B 1/30, H04L27/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1996年
 日本国公開実用新案公報 1971-2003年
 日本国登録実用新案公報 1994-2003年
 日本国実用新案登録公報 1996-2003年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y A	JP 09-261101 A (株式会社ゼネラル リサーチ オ ブ エレクトロニクス), 1997. 10. 03 第2頁左欄第2行目から第14行目, 同頁右欄第18行目から第23行目, 第1図 &US 5870669 A	3-5, 7-9 1, 2
Y A	JP 07-095110 A (株式会社東芝), 1995. 04. 07 第7頁右欄第10行目から第8頁右欄第9行目, 第12図, 第13図, 第14図 (b) (ファミリーなし)	3, 5 1, 2

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

20. 05. 03

国際調査報告の発送日

27.05.03

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)
 郵便番号100-8915
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)
 高野 洋



5K 3149

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリ*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y A	J P 11-317777 A (株式会社東芝), 1999. 11. 16 第5頁右欄第7行目から第6頁右欄第7行目, 第7頁左欄第1行目から第3行目, 第7頁右欄第4行目から第8頁左欄第2行目, 第1図~第6図 &US 6334051 B1	3-5 1, 2
Y A	J P 08-149170 A (松下電器産業株式会社), 1996. 06. 07 第4頁左欄第22行目から第5頁左欄第29行目, 第1図, 第2図 (ファミリーなし)	5, 9 6
Y	J P 09-074366 A (富士通テン株式会社), 1997. 03. 18 第3頁左欄第31行目から右欄第15行目 (ファミリーなし)	7, 8
Y	J P 09-149092 A (クラリオン株式会社), 1997. 06. 06 第2頁右欄第18行目から第37行目, 第5図 (ファミリーなし)	7
Y	J P 11-234650 A (日本ビクター株式会社), 1999. 8. 27 第5頁左欄第33行目から右欄第7行目, 第2図 (ファミリーなし)	8
A	J P 06-077852 A (フィリップス エレクトロニクス ネムローゼ フェンノートシャップ), 1994. 03. 18 第5頁右欄第33行目から第46行目, 第1図 &EP 0576078 A1, B1 &TW 274665 A &US 5548831 A &DE 69325052 E &SG 55190 A1 &KR 279031 B &JP 3396058 B2	1